

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2002-010677

(43)Date of publication of application : 11.01.2002

(51)IntCl.

H02P 6/16
H02P 21/00

(21)Application number : 2000-186791

(71)Applicant : HITACHI LTD

(22)Date of filing : 21.06.2000

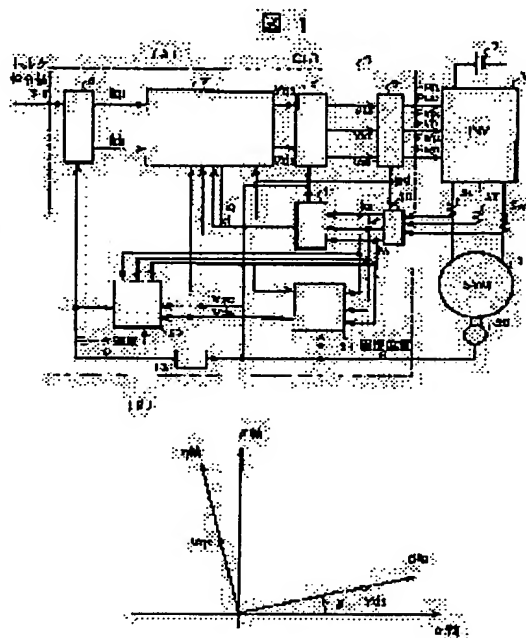
(72)Inventor : SAKURAI YOSHIMI
KANEKO SATORU
MASAKI RYOZO
OBARA SANSHIRO
MOTOBE MITSUSACHI

(54) MOTOR-CONTROL UNIT

(57)Abstract

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a motor-control unit that conducts a motor-temperature monitor control without use of a sensor for monitoring the temperature, solving a problem that a downsizing of the motor is hindered due to the necessity of mounting the sensor that conducts a monitor control for a magnet temperature or a winding temperature in a control system that controls a synchronous motor.

SOLUTION: The control unit, which controls a power converter that applies a voltage to an AC motor and also controls the applied voltage by means of a PWM signal that synchronizes with a carrier wave, is characterized by consisting of a current-detection means that detects a current of the AC motor synchronizing with the carrier wave for generating the PWM signal of the control unit, a back-electromotive force-operation means 51 that calculates a back electromotive force by calculating a current-differential vector of every half cycle and a temperature-estimation means that estimates the magnet temperature and the winding temperature based on the relation of the back electromotive force and the magnet temperature.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号
特開2002-10677
(P2002-10677A)

(43) 公開日 平成14年1月11日 (2002.1.11)

(51) IntCl.⁷
H 0 2 P 6/16
21/00

識別記号

F I
H 0 2 P 6/02
5/408

テーマコード (参考)

3 5 1 N 5 H 5 6 0
D 5 H 5 7 6
C

審査請求 未請求 請求項の数 6 O L (全 10 頁)

(21) 出願番号 特願2000-186791 (P2000-186791)

(22) 出願日 平成12年6月21日 (2000.6.21)

(71) 出願人 000005108

株式会社日立製作所

東京都千代田区神田駿河台四丁目6番地

(72) 発明者 櫻井 芳美

茨城県日立市大みか町七丁目1番1号 株

式会社日立製作所日立研究所内

(72) 発明者 金子 悟

茨城県日立市大みか町七丁目1番1号 株

式会社日立製作所日立研究所内

(74) 代理人 100074631

弁理士 高田 幸彦 (外1名)

最終頁に続く

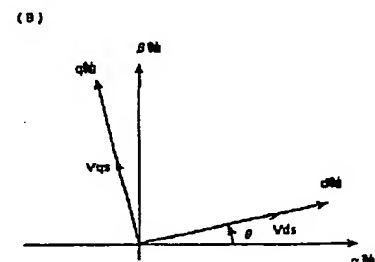
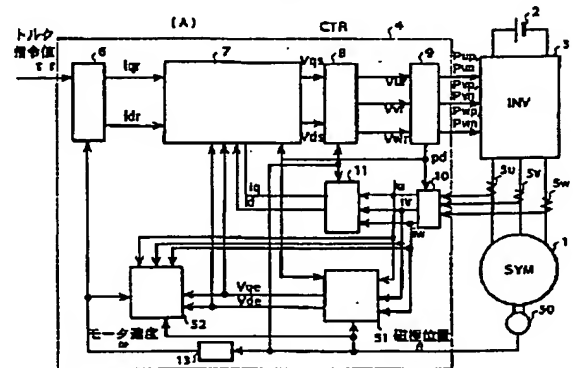
(54) 【発明の名称】 モータ制御装置

(57) 【要約】

【課題】 同期モータを制御する制御システムにおいて、磁石温度あるいは巻線温度の監視制御をおこなうためには、センサを装着しなければならず、モータの小型化の妨げになっている。本発明は、この温度監視のためのセンサなしで、モータの温度監視制御を行なうモータ制御装置を提供する。

【解決手段】 交流モータに電圧を印加する電力変換器と、搬送波に同期したPWM信号により印加電圧を制御する制御装置であって、制御装置のPWM信号発生用搬送波に同期して交流モータの電流を検出する電流検出手段と、半周期毎の電流差分ベクトルを求めることにより逆起電力を求める逆起電力演算手段51と、逆起電力と磁石温度の関係に基づいて磁石温度そして巻線温度を推定する温度推定手段とから構成したことに特徴がある。

図 1



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 交流モータと、該交流モータに電圧を印加する電力変換器と、PWM信号により前記印加電圧を制御する制御装置を備えたモータ制御装置において、前記モータ制御装置はモータの逆起電力を演算する逆起電力演算手段と、前記演算された逆起電力から前記モータの磁石温度を推定する温度推定手段とから構成したことを特徴とするモータ制御装置。

【請求項 2】 交流モータと、該交流モータに電圧を印加する電力変換器と、PWM信号により前記印加電圧を制御する制御装置を備えたモータ制御装置において、前記交流モータの電流変化量が所定区間 0 となるように電圧を制御する電流変化制御装置と、前記交流モータの電流検出部の出力信号から前記モータの逆起電力を演算する逆起電力演算手段と、前記逆起電力から前記モータの磁石温度と巻線温度を推定する温度推定手段とから構成したことを特徴とするモータ制御装置。

【請求項 3】 前記請求項 2 において、前記交流モータの電流検出部の出力信号に基づいて交流モータの回転子位置を推定する磁極位置検出手段を設けたことを特徴とするモータ制御装置。

【請求項 4】 前記請求項 2 の記載において、前記交流モータの逆起電力検出あるいは補償する制御を搬送波に同期して前記搬送波の半周期毎に切換えて行う切り換え手段を設けたことを特徴とするモータ制御装置。

【請求項 5】 請求項 2 の記載において、前記電流変化制御時の前記交流モータの電流検出部出力を用いて推定された永久磁石の磁束から磁石温度を推定し、次いで該磁石温度からモータ巻線の温度を推定する温度推定手段であることを特徴とするモータ制御装置。

【請求項 6】 請求項 2 の記載において、磁石温度あるいはモータの巻線温度が予め設定した許容値を超えた場合はフェイルセーフ異常処理を行う制御装置であることを特徴とするモータ制御装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は同期モータを高性能に制御する制御装置、特に、温度センサなしでモータの温度監視制御をおこなう制御装置に関する。

【0002】

【従来の技術】 交流負荷あるいは交流モータを制御する制御装置として、モータ電流をフィードバックして、電流指令値との差を比例・積分演算を行って交流モータに印加する電圧を制御することで、モータの電流制御を行う制御方法が一般によく知られている。例えば、特開平 9-233845 号公報には、同期モータの電流を磁極位置と一致した回転座標を持つ d-q 軸回転座標系の上で制御する方法が記載されている。この方法は交流電流を直流量で取り扱えるため、定常時の電流偏差を 0 とすることが比較的容易で、電流指令値に対する応答性も優

れているという特徴を持っている。このようにモータ巻線に流す電流を制御することによってモータのトルクや速度を制御することになる。そして特にバッテリー電圧の利用率の向上と高効率運転をはかっている。

【0003】

【発明が解決しようとする課題】 永久磁石を用いた同期モータの場合、モータの作動によって磁石温度が上昇する。モータの巻線温度はこの磁石温度により、急激な温度上昇を示すことが知られている。このようにモータの動作によって、磁石温度が上昇し過ぎるとその磁石の減磁現象によって磁束が減少する。また、巻線温度が上昇した場合は巻線の焼損を引き起こすおそれがある。したがって、モータ温度を常に監視し、モータ温度の異常上昇時にはそれに対応した処理を行う必要がある。しかし、モータ温度を監視するためには、複数の温度センサ、例えば磁石温度センサあるいは巻線温度センサをモータに設置しなければならない。そしてこれらの温度センサを設置する場合には、そのモータ自体の構造も考慮しなければならない。これらはモータの小型化に制約を与えることになる。さらに、温度センサの故障などによる信頼性の低下、さらにはコスト高になるなどの問題点がある。

【0004】 本発明の目的は、以上の問題点に鑑み、モータ温度を監視する温度センサの装着なしで、モータの温度監視制御をおこなうとともに、モータの小型化、コスト低減、さらには信頼性の高いモータ制御装置を提供することにある。

【0005】

【課題を解決するための手段】 本発明は、交流モータと、該交流モータに電圧を印加する電力変換器と、搬送波に同期した PWM (Pulse Width Modulation) 信号により前記印加電圧を制御する制御装置を備え、前記搬送波に同期して前記交流モータの電流を検出することにより前記交流モータの逆起電力を推定する。前記モータの制御装置は、モータの逆起電力を演算する逆起電力演算手段と、前記演算された逆起電力から前記モータの磁石温度を推定する温度推定手段とから構成したことに特徴がある。

【0006】 また、前記交流モータの電流変化量が所定区間 0 となるように電圧を制御する電流変化制御装置と、前記交流モータの電流検出部の出力信号から前記モータの逆起電力を演算する逆起電力演算手段と、前記逆起電力から前記モータの磁石温度と巻線温度を推定する温度推定手段とから構成したことに特徴がある。また、前記交流モータの電流検出部の出力信号に基づいて交流モータの回転子位置を推定する磁極位置検出手段を設けたことに特徴がある。

【0007】 また、前記交流モータの逆起電力検出あるいは補償する制御を搬送波に同期して前記搬送波の半周期毎に切換えて行う切り換え手段を設けたことに特徴が

ある。また、前記電流変化制御時の前記交流モータの電流検出部出力を用いて推定された永久磁石の磁束から磁石温度を推定し、次いで該磁石温度からモータ巻線の温度を推定する温度推定手段であることに特徴がある。さらに、磁石温度あるいはモータの巻線温度が予め設定した許容値を超えた場合はフェイルセーフ異常処理を行う制御装置であることに特徴がある。

【0008】

【発明の実施の形態】以下、本発明の一実施例を図1により説明する。図1の(A)の実施例は同期モータ1の逆起電力を利用してモータに使用している磁石温度、モータの巻線温度を推定する場合の実施例であり、同期モータ1をバッテリー2の直流エネルギーで駆動するモータ制御システムのブロック構成図を示している。

【0009】バッテリー2の直流電圧は、インバータ(1NV)3により三相の交流電圧に変換され、同期モータ(SYM)1に印加する。この印加電圧はコントローラ(CTR)4により、次のような演算制御がおこなわれる。まず、電流指令値発生部6では、モータが発生すべきトルク指令値 τ_r に対して、d軸電流指令値 i_{dr} 、q軸電流指令値 i_{qr} を決定する。ここで、d軸は磁極位置(磁束)の方向、q軸は電氣的にd軸に直交する方向を示しており、d-q軸座標系を構成し、それぞれの軸方向の電流値を決める。d-q軸、 α - β 軸の関係について図1の(B)に示した。

【0010】同期モータ1において、同じモータ速度 ω で、かつ、同じモータトルク τ を発生する条件の下で、 i_{dr} 、 i_{qr} の割合を変えることができるが、モータ損失は異なってくる。そこで、電流指令値発生部6にモータ速度 ω を入力することで、トルク指令値 τ_r に対してモータ損失が最も少ない最適な i_{dr} 、 i_{qr} を出力するようにしている。なおモータ速度 ω は、速度検出部13において磁極位置 θ の変化量から検出している。磁石を有する回転子が回転すると、d-q軸座標系も回転するので、静止座標系(α - β 軸座標系)からの磁極の位相を θ (以下、磁極位置 θ という)としている。

【0011】このとき、d軸電流とq軸電流の値を指令値どおりに制御することができれば、同期モータ1はトルク指令値 τ_r と一致したトルクを発生することができる。なお、トルク指令値 τ_r は直接その値を指示される場合もあり、図示していない速度制御演算回路から指令される場合もある。

【0012】また、電流センサ5u, 5v, 5wから検出されたU相電流 i_u 、V相電流 i_v 、W相電流 i_w は電流検出部10においてPWM信号発生部9の搬送波の山谷に同期した電流検出パルスP dのタイミングにより検出され、座標変換部11でd-q軸座標系のd軸電流 i_d 、q軸電流 i_q に変換される(後述する図5参照)。この実施例では、電流検出部10で検出する電流はU相、V相、W相のすべての相電流 i_u 、 i_v 、 i_w であるが、W

相電流 i_w は i_u 、 i_v から求めることができるので、W相電流 i_w の検出を省略する場合もある。電流制御部7では、d軸電流指令値 i_{dr} とd軸電流 i_d のd軸電流偏差およびq軸電流指令値 i_{qr} とq軸電流 i_q のq軸電流偏差を演算し、それぞれの電流偏差に対して比例・積分制御(以下PI制御と略記する)演算によってd軸電圧指令値 V_{ds} 、q軸電圧指令値 V_{qs} を得て出力する。なお、逆起電力を補償するための制御方法として、モータ速度 ω を用いた非干渉制御を行う方法も提案されている。

【0013】d軸電圧指令値 V_{ds} 、q軸電圧指令値 V_{qs} を入力信号とする座標変換部8では、磁極位置 θ により静止座標系の三相電圧指令値 V_{ur} 、 V_{vr} 、 V_{wr} を演算する。これらの三相電圧指令値はPWM信号発生部9に入力される。PWM信号発生部9における演算により、三相のPWMパルス信号 P_{up} 、 P_{vp} 、 P_{wp} 、 P_{un} 、 P_{vn} 、 P_{wn} をインバータ3に出力する。これにより、同期モータSYM1に印加する電圧が決定(制御)される。図1の(A)の制御ブロック図は逆起電力を正確に検出してモータ温度、すなわち磁石温度および巻線温度を推定し、電流制御系の特性改善に適用したときの実施例である。この実施例では、磁極位置センサ50を有するモータ制御システムを対象としている。そのため、磁極位置センサ50で検出される磁極位置 θ は、座標変換部8、11、速度検出部13などに出力され、モータ制御に利用されている。図1の(A)において、逆起電力検出部51、温度推定部52を有すること、逆起電力からモータ温度を推定する温度制御部52でモータ温度を推定すること、が本発明の特徴である。これらを以下に説明する。

【0014】逆起電力検出部51では、三相の相電流 i_u 、 i_v 、 i_w 、及び磁極位置 θ から逆起電力のd軸、q軸成分 V_{de} 、 V_{qe} を算出する。これらの値は電流制御部7に入力され、電流制御系の逆起電力補償に用いることで、速度急変時などの電流制御特性を改善することができる。逆起電力の成分を電流制御系の演算に付加することは、同期モータ1の内部で発生する逆起電力を補償することになるので、従来から広く行われている方法である。しかし、一般的には、モータ速度 ω から逆起電力を推定する方法が採用されていたため、補償の過不足により速度変動時に電流が変動してしまうことがある。また、負荷が機械的な振動系を構成している場合には逆起電力の過補償により振動を助長する場合もある。この実施例はこれらの問題を解決し、速度急変時にも電流指令値どおりにモータ電流を制御できるものである。

【0015】さらに図1の(A)に示す本発明の実施例について図2~図5を用いて詳細に説明する。図2は電流制御部7の処理内容を示した部分ブロック図である。電流検出パルスP dにより、電流制御系の有効/無効を切り換えている。図2において、d軸電流制御演算部3

2, q軸電流制御演算部31はd軸, q軸電流指令値 i_d , i_q に対して, それぞれd軸, q軸電流 i_d , i_q をフィードバックしてそれらの電流偏差が0となるように制御演算が行われる。d軸, q軸切換部34, 33では, 電流検出パルス P_d に同期してd軸, q軸電流制御演算部32, 31の演算結果を出力するか, 0を出力するかをPWM信号発生部9の搬送波に同期して, その半周期毎に切り換え制御をおこなっている。

【0016】具体的には, 図5に示すように時刻 $t(2n)$ から時刻 $t(2n+1)$ までの区間1は出力を0にし, 時刻 $t(2n+1)$ から $t(2n+2)$ までの区間2は電流制御演算結果を出力するようにしている。つまり, 電流制御系として考えた場合, 平均値としては, $1/2$ の電圧しか出力されないことになる。そこで, この制御系では, 電流制御系のゲインを通常の2倍とすることにより, 同一の電流制御特性を確保するようにしている。d軸, q軸電圧指令値 V_{ds} , V_{qs} は, d軸, q軸の切換部34, 33の出力(V_{ds0} , V_{qs0} , 図1参照)に逆起電力検出部51で演算されたd軸, q軸の逆起電力 V_{de} , V_{qe} の値をそれぞれ加算器34

【0017】次に, 図3の逆起電力検出部51の動作について, 図5を用いて説明する。図5はPWM信号発生部9の搬送波(a)と各部の動作を示すタイムチャートである。モータ内部で干渉し合う逆起電力の検出を行う制御部が逆起電力検出部51で, 図3にそのブロック図を示す。この逆起電力検出部51は α 軸電流差分検出部35, β 軸電流差分検出部36, 座標変換部37, d軸逆起電力演算部38, q軸逆起電力演算部39から構成される。 α 軸電流差分検出部35, β 軸電流差分検出部36は三相の相電流 i_u , i_v , i_w を入力し, 図5に示した時刻 $t(2n)$ から時刻 $t(2n+1)$ までの電流差分ベクトル $\Delta i_a(2n)$ を検出するためのもので, 電流差分ベクトル $\Delta i_a(2n)$ のうち, α 軸成分 $\Delta i_{a\alpha}(2n)$, $\Delta i_{a\beta}(2n)$ をそれぞれの電流差分検出部35, 36で検出する。次にこれらの静止座標系(α - β 軸系)の電流差分値を, 座標変換部37によりd-q軸回転座標系に変換し, 電流差分ベクトル $\Delta i_a(2n)$ のd軸成分 $\Delta i_{ad}(2n)$, q軸成分 $\Delta i_{aq}(2n)$ を算出する。 $\Delta i_{ad}(2n)$, $\Delta i_{aq}(2n)$ はあくまでも静止座標系上で見た電流差分ベクトル $\Delta i_a(2n)$ のd軸, q軸成分である。

【0018】また, 図5に示した時刻 $t(2n)$ から時刻 $t(2n+1)$ までの区間1は, d軸, q軸切換部34, 33の出力は0になっているので(図2参照), d軸, q軸逆起電力 V_{de} , V_{qe} だけがd軸, q軸電圧指令値 V_{ds} , V_{qs} としてそれぞれ出力される。そのため, V_{de} が同期モータ1の実際のd軸逆起電力より大きい場合, d軸電流差分値 Δi_{ad} は正の値となり, 逆に V_{de} が小さい場合, Δi_{ad} は負の値となる。V

q_e についても同様の結果となる。そこで, 図3のd軸逆起電力演算部38, q軸逆起電力演算部39において, Δi_{ad} , Δi_{aq} がそれぞれ0になるように, d軸, q軸逆起電力 V_{de} , V_{qe} の演算を行う。これらの演算により, Δi_{ad} , Δi_{aq} がいずれも0となれば, d軸, q軸逆起電力 V_{de} , V_{qe} が実際の同期モータ1の逆起電力と一致したことを意味する。このd軸, q軸逆起電力 V_{de} , V_{qe} を電流制御部CTR7に出力する。これが本実施例において逆起電力を検出する制御方法である。

【0019】すなわち, 図5タイムチャートの逆起電力演算部の動作に示すように, 区間1は逆起電力検出制御, 区間2は検出した逆起電力を電流制御演算部32, 31の出力に加算してモータ逆起電力の補償制御, のように区間によって制御を切換えている。従来のように, モータ速度だけから逆起電力を検出推定すると, 実際の逆起電力との間に過不足が生じて電流制御系の特性を低下させる原因となっていた。これに対して, 本方式のように, 実際の逆起電力と完全に一致する電圧を逆起電力の補償量として制御に用いれば, 本来の逆起電力の補償を完全に行うことができるので, 電流制御の特性を常に高性能に維持できる特徴がある。次に, 前述した逆起電力検出部51において電流変化制御を用いて検出した逆起電力 V_{de} , V_{qe} から温度を推定する温度推定部52の構成及び具体的な推定方法について, 図4及び図6~図8により説明する。図4に示すように温度推定部52は座標変換部53, 磁束推定部54, 磁石・巻線温度推定部55から構成されている。この磁石・巻線温度推定部55から, 推定した磁石温度と巻線温度の出力が, フェイルセーフ処理などに用いられる。図6には磁石温度特性, 図7には磁石温度と巻線温度の関係を示す一例, 図8は逆起電力を検出してから磁石温度, モータ巻線温度を推定するまでの処理フローを示す。

【0020】磁石の温度特性は図6に示すように, 磁石の温度上昇とともに磁束 ϕ の変化 $\Delta\phi$, すなわち $d\phi/dt$ 値が, 磁石温度が高くなるにつれて減少する特性がある。そしてある温度以上に磁石温度が上昇すると減磁してしまい, 所定のトルクが発生しなくなる状態に陥る。したがって, この特性を利用して磁束変化率, すなわち逆起電力から磁石温度を推定することが可能となる。この特性は磁石の温度特性として磁石単体特性として与えられる場合もあり, 予め測定して磁石の特性データを得て, 記憶しておけばよい。

【0021】また, 使用時間あるいは通電時間と磁石温度および巻線温度との関係の一例を図7に示す。図示のように磁石温度に比べ巻線温度の方が急激に上昇する特性をもっている。運転条件が同じであれば, 発熱と放熱の関係からある温度に落ち着くが, その温度上昇が大きいと巻線の焼損を引き起こすおそれがある。したがって, 磁石温度はもちろん巻線温度の監視も必要であり,

異常温度上昇時にはそれに対応した制御処理が必要である。すなわち、逆起電力検出部 51 で検出した逆起電力からモータ動作時の磁束変化を推定して磁石温度が分かれば、通電時間に応じて図 7 から巻線温度も推定することができる。このように図 6、図 7 の関係から、逆起電力が分かれば、モータの磁石温度および巻線温度を推定することができる。

【0022】これらをもう少し詳しく説明する。温度推定部 52 において、逆起電力演算部 51 で検出した d 軸、q 軸逆起電力 V_{de} 、 V_{qe} を座標変換部 53 に入

$$V_{ue} = -\omega \phi \sin \theta \quad \dots\dots\dots (1)$$

$$V_{ve} = -\omega \phi \sin (\theta - 2\pi/3) \quad \dots\dots\dots (2)$$

$$V_{we} = -\omega \phi \sin (\theta + 4\pi/3) \quad \dots\dots\dots (3)$$

である。ここで、 θ は磁極位置、 ω はモータ速度、 ϕ は永久磁石による電機子鎖交磁束（本文中では磁束 ϕ と省略している）である。磁束推定部 54 では、速度検出部 13 で検出したモータ速度 ω と (1) ~ (3) 式で表される逆起電力の関係からモータの磁束 ϕ を演算する。以上の関係から推定する磁束 ϕ と、その時のモータ電流を磁石・巻線温度推定部 55 に入力し、磁石温度と巻線温度を推定する。

【0023】次に、この磁石温度及び巻線温度について、その推定方法の一例について述べる。これらの温度推定を実現するために磁石・巻線温度推定部 55 には、図 6 に示す磁石温度特性と、図 7 に示す磁石温度と巻線温度との相関関係を示す特性を例えば、マップ化して予め設定しておく。なお、磁石温度と巻線温度の関係はモータ電流の大きさによって変化することから、これらの関係を表わす特性はモータ電流をパラメータとして複数設定する。

【0024】このように、図 6 の磁石温度特性、及び図 7 の磁石温度と巻線温度の関係を予め設定しておくことにより、磁束推定部 54 で推定した磁束 ϕ から磁石温度が推定でき、さらには図 7 に示す磁石温度とモータ電流の関係から巻線温度を推定することができる。以上述べてきた図 1 実施例の処理フローを図 8 に示す。

【0025】図 8 に示すように、ステップ 101、102 では図 3 に示すブロック 51 の演算をおこなう。ステップ 101 では電流差分 $\Delta i_{a\alpha}$ 、 $\Delta i_{a\beta}$ を演算（図 3 のブロック 35、36）する。ステップ 102 では逆起電力の検出演算（図 3 のブロック 37、38、39）を行う。その演算結果としての逆起電力は図 3 の出力信号 V_{de} 、 V_{qe} である。この検出した逆起電力からステップ 103 で磁束変化 $\Delta \phi$ の推定演算（図 4 の座標変換部 53、磁束推定部 54 の演算）により求める。このステップ 103 で演算した磁束 $\Delta \phi$ を基に、ステップ 104 において磁石温度と巻線温度を推定するために、磁

石・巻線温度推定部 55 の処理を実行する。すなわち予め記憶している図 6、図 7 の関係から、磁石温度および巻線温度を推定する（図 4 のブロック 55）。次にステップ 105 では磁石の温度上昇、巻線の温度上昇が予め定められた上限値を超えたかどうかを判定する。上限値を越えている時はステップ 106 に示すようにモータ停止、あるいはモータ電流を抑制するなどのフェイルセーフのための制御処理を行う。上限値によっては電流抑制制御を行なう場合もある。また、磁石、あるいは巻線温度のいずれかが上限値を越えればステップ 106 のフェイルセーフ処理をおこなう。

【0026】なお、磁石温度から巻線温度を推定する方法として、これまで述べてきたようにモータ電流に応じて変化することを考慮して図 7 のような関係を予めマップ化して設定記憶、あるいは磁石温度と巻線温度の関係式を導出して数式化しておくことなどによって、磁石温度から巻線温度を推定することができる。その方法はこの例に限定されるものではない。また、先に述べてきた搬送波に同期して実行する逆起電力検出制御に比べて、磁石温度が上昇する時間は非常に長い。したがって、磁石温度、巻線温度の推定にかぎる場合は比較的長い時間間隔で逆起電力を演算しても十分に対応できる。

【0027】以上が本発明の実施例であり、電流センサだけを用いてモータ逆起電力を推定検出し、逆起電力からモータ温度を推定する方法を述べた。これにより、温度センサなしでモータ温度が検出でき、モータ温度異常時の処理が可能となる効果がある。さらに、温度センサの取り付けが不要となり、低コストのシステムが提供できる。

【0028】図 9 は本発明の他の実施例を示したモータ制御系のブロック構成図である。図 1 と比較して、逆起電力検出部 56 における逆起電力の検出方法と、逆起電力の補償を電流制御部 7 でなく、静止座標系の各相電圧に印加することにより行うことが主な違いである。図 9 における電流制御部 7 の部分構成および演算方法を図 10 のブロック図に示す。図 1 の実施例とほぼ同じであり同様の演算を行っている。図 9 が図 1 と異なる点は逆起電力 V_{de} 、 V_{qe} を加算しないことだけであり、説明を省略する。すなわち図 2 では加算器 33q、34d により V_{de} 、 V_{qe} の加算演算を行なっていたがこの部分がなく、他は同じである。この実施例における逆起電力検出部 56 のブロック構成図を図 11 に示す。まず、電流差分検出部 40 で、電流検出パルス P_d のタイミングにより、時刻 $t(2n)$ から時刻 $t(2n+1)$ までの各相の電流差分値 $\Delta i_u(2n)$ 、 $\Delta i_v(2n)$ 、 $\Delta i_w(2n)$ 、を算出する。これらの値は図 3 の $\Delta i_{a\alpha}(2n)$ 、 $\Delta i_{a\beta}(2n)$ と同じ情報を持っている。図 9 の制御システムにおいても、時刻 $t(2n)$ から時刻 $t(2n+1)$ までの間は各相の逆起電力 V_u 、 V_v 、 V_w を印加電圧としてインバータ 3 を制

御するだけなので、各相の電流差分值 $\Delta i_u(2n)$ 、 $\Delta i_v(2n)$ 、 $\Delta i_w(2n)$ が0となるように、U相、V相、W相逆起電力演算部41、42、43で演算を行う。すなわち図3に示したように、q軸、d軸の逆起電力を α 軸、 β 軸の電流差分 Δi_{α} 、 Δi_{β} から求めるのではなく、 Δi_u 、 Δi_v 、 Δi_w から求める方法である。したがって演算部41、42、43の出力は三相分の逆起電力が得られる。いわば前記実施例、図4のブロック53の出力に対応する値が、この実施例では図11の出力が該当する。実際の同期モータ1の逆起電力を収斂演算により得ることができる。図11の40は電流差分検出演算部である。

【0029】このように電流差分值から逆起電力を演算する考え方については、図1で示した実施例とほぼ同じである。次に、U相、V相、W相逆起電力演算部41、42、43で得られた逆起電力 V_{ue} 、 V_{ve} 、 V_{we} からモータ温度を推定する温度推定部のブロックを図12に示す。図12において、図4との違いは座標変換部53がないことだけであり、上記(1)～(3)式により ϕ を推定する。具体的な温度推定方法については前述した図4と同じく、図8に示す処理フローに従って行うことによりモータの磁石温度、巻線温度を推定できることになる。したがって、図1実施例と同様な効果が得られる。

【0030】図13は磁極位置センサを用いないで、従来の電流制御よりもモータ速度急変時の特性を向上するための実施例を示したモータ制御系の構成図である。図9と比較して、図13は磁極位置センサ50がないこと、磁極位置検出部12で逆起電力と磁極位置 θ の検出を行うことが主な違いである。この実施例で重要な処理を行う磁極位置検出部12のブロック構成図を図15に示す。図9実施例の逆起電力検出部56(図11)と、図13実施例における磁極位置検出部12(図15)の違いは、磁極位置推定部44を有していることである。すなわち、電流検出パルス P_d のタイミングにより電流差分検出部40で三相各相の電流差分值、 Δi_u 、 Δi_v 、 Δi_w を算出し、U相、V相、W相の逆起電力演算部41、42、43で演算を行う。逆起電力を検出する制御演算は図9実施例の図11(ブロック56)の場合と同じである。このように電流差分值から逆起電力を演算する考え方については、図1で示した実施例とほぼ同じである。次に、U相、V相、W相逆起電力演算部41、42、43で得られた逆起電力 V_{ue} 、 V_{ve} 、 V_{we} から逆起電力の位相 θ_q (q軸の負方向)を演算することができる。これを行うブロックが図15の磁極位置推定部44である。この逆起電力 V_{ue} 、 V_{ve} 、 V_{we} は数式1、数式2、数式3で示す関係があることから、これらの式から磁極位置 θ を演算することができる。

【0031】このように、図13のシステム構成を行え

ば、磁極位置センサなしで、電流制御性能を常に確保する制御系を実現できる。ここでは、逆起電力を用いる方法で、図13のシステムを構成したが、同期モータ1の突極性(あるいは逆突極性)を利用して磁極位置を検出する方法と逆起電力推定による電流制御性の確保を両立する方法を適用してもよい。図13における温度推定部52のブロックは図12と同じであり説明は省略する。

【0032】図16に図13実施例における処理フローを示す。図16に示すように、ステップ101で電流差分 Δi_u 、 Δi_v 、 Δi_w を検出する。ステップ102で逆起電力検出演算(図15のブロック41、42、43の演算)を行う。この検出した逆起電力からステップ103で磁束 ϕ の推定演算、すなわち図12の磁束推定部54の演算を行う。このステップ103で演算した磁束 ϕ を基に、ステップ104において磁石温度と巻線温度を推定する磁石・巻線温度推定部55(図12のブロック55)の処理を実行する。ステップ105において推定した磁石温度、巻線温度の上限値との関係を判定する。これらの温度上昇のうちいずれか一方でも許容値を超えている場合には、ステップ106に示すようにモータ停止、あるいはモータ電流を抑制するなどのフェイルセーフ処理を行う。これは図8、の場合と同じである。一方、図13実施例は磁極位置センサを有していないため、ステップ102で逆起電力検出演算実施後、ステップ107において磁極位置 θ の演算、すなわち図15に示した磁極位置推定部44の演算を行い座標変換などのモータ制御に用いる。

【0033】図9実施例においては逆起電力検出部55で、図13実施例においては磁極位置検出部で逆起電力 V_{ue} 、 V_{ve} 、 V_{we} を検出している。これらの実施例においては、電流制御部7で演算したd、q軸上の制御量 V_{ds} 、 V_{qs} を座標変換部8で静止座標系に変換した V_{us} 、 V_{vs} 、 V_{ws} 、に加算してPWM信号発生部9に入力している。このようにしてモータ内部の逆起電力を補償している。

【0034】この時、インバータ3により三相の交流電圧に変換されるバッテリー2の直流電圧はモータの動作条件によって変動する。そこで、電流制御性能を確保するために直流電圧の大きさによってPWM信号発生部9に入力する三相電圧指令値の大きさを補正する必要がある。通常は電流制御部で演算する制御量 V_{ds} 、 V_{qs} を基準とする直流電圧を用いて補正している。したがって、図9、図13実施例に示すように検出した逆起電力を用いて補償する場合は、同様に直流電圧の大きさに応じて検出した逆起電力の補正が必要となる。

【0035】以上が、本発明の一実施例であり、電流センサだけを用いて同期モータの磁極位置を検出するだけでなく、逆起電力からモータ温度を推定する方法を述べた。これにより、温度センサなしでモータ温度が検出でき、モータ温度異常時の処理が可能となる効果がある。

さらに、温度センサの取り付けが不要となり、低コストのシステムを構成することができる。同期モータとしては、円筒型のロータ、突極性を持つロータのいずれにも適用できる。また、磁極位置推定方法として逆起電力を検出して演算する方法を述べたが、他の磁極位置推定方法に、本実施例で述べたモータ温度推定方法を適用した場合でも同様の効果が得られることは言うまでもない。

【0036】

【発明の効果】本発明によれば、通常のPWM制御を行いながらモータの逆起電力を検出し、検出した逆起電力から磁束が推定できることを利用することによって、モータ温度が推定でき、モータの温度監視制御を行うことができる。また、逆起電力をリアルタイムに検出することにより常に高性能の電流制御性をおこなうことができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】同期モータの磁極位置センサ付き制御システムに本発明を適用したときの一実施例を示す。同図(A)は全体のブロック構成図を、同図(B)はd-q軸、 α - β の軸関係を示す図である。

【図2】図1の電流制御部CTRにおいて行われる電流制御と印加電圧発生方法を示した部分制御ブロック図である。

【図3】図1の逆起電力検出部で行われる逆起電力の推定方法を示した制御ブロック図である。

【図4】図1の温度推定部52で行われるモータ温度の推定方法を示した制御ブロック図である。

【図5】(a)～(e)は実施例の動作を説明するための搬送波、電流検出信号、電流制御出力、逆起電力検出部の動作、印加電圧の関係を示すタイムチャートである。

【図6】磁石温度と磁束変化率の関係を示す磁石温度特性である。

【図7】磁石温度と巻線温度との関係の一例を示す図である。

【図8】図1実施例の処理フローの概略を示す図であ

る。

【図9】本発明の他の実施例を示す構成図である。

【図10】図9の電流制御部CTRにおいて行われる電流制御と印加電圧発生方法を示した制御ブロック図である。

【図11】図9の逆起電力検出部55で行われる逆起電力の推定方法を示した制御ブロック図である。

【図12】図9の温度推定部52で行われるモータ温度の推定方法を示した制御ブロック図である。

【図13】磁極位置センサなしで、かつ高精度に逆起電力を検出して電流制御の制御性を向上する同期モータの磁極位置センサレス制御システムの構成図である。

【図14】図13の電流制御部7において行われる電流制御と印加電圧発生方法を示した制御ブロック図である。

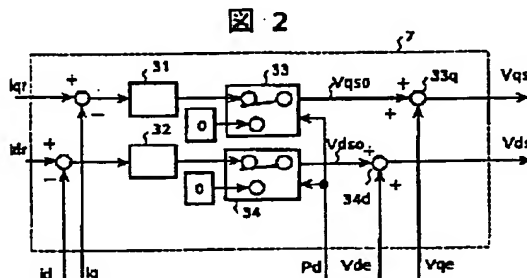
【図15】図13の磁極位置検出部12で行われる逆起電力及び磁極位置の推定方法を示した制御ブロック図である。

【図16】図13実施例の処理フローを示す図である。

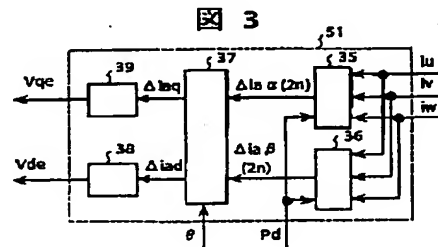
【符号の説明】

1—同期モータ、2—バッテリー、3—インバータ、4—コントローラ、5u、5v、5w—電流センサ、6—電流指令値発生部、7—電流制御部、8、11、37—座標変換部、9—PWM信号発生部、10—電流検出部、12—磁極位置検出部、13—速度検出部、14—電流差分演算部、31—d軸電流制御演算部、32—q軸電流制御演算部、33—d軸切換部、34—q軸切換部、35— α 軸電流差分検出部、36— β 軸電流差分検出部、38—d軸逆起電力演算部、39—q軸逆起電力演算部、40—電流差分検出部、41U相逆起電力演算部、42—V相逆起電力演算部、43—W相逆起電力演算部、44—磁極位置推定部、50—磁極位置センサ、51—逆起電力検出部、52—温度推定部、53—座標変換部、54—磁束推定部、55磁石・巻線温度推定部、56逆起電力演算部、

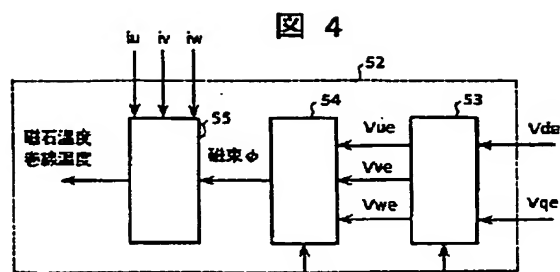
【図2】



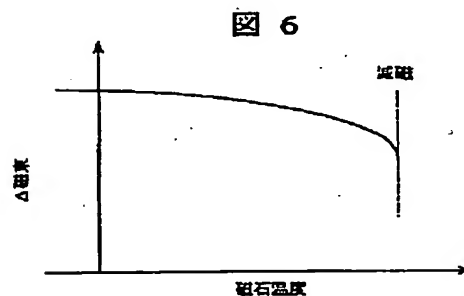
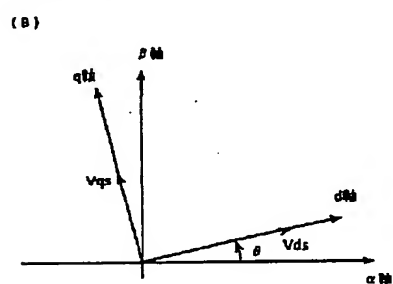
【図3】



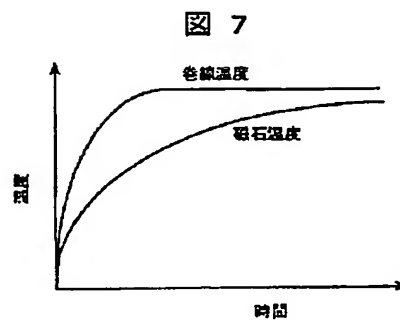
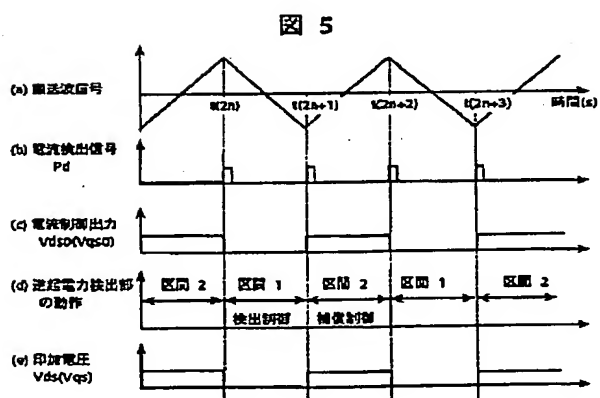
【图 4】



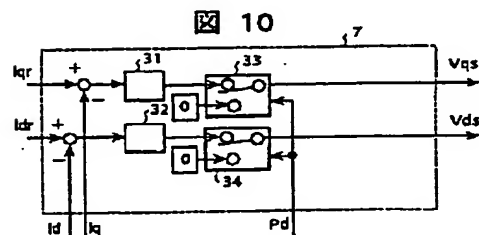
【図 6】

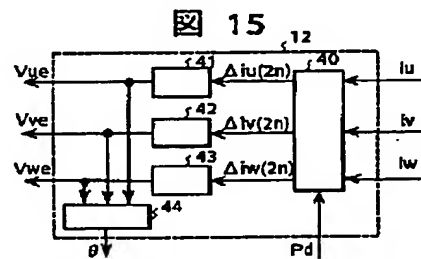
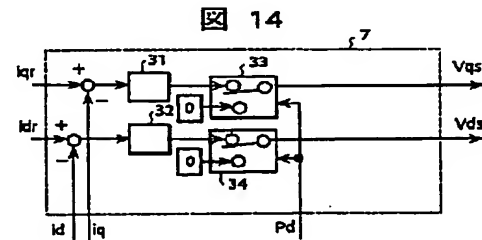
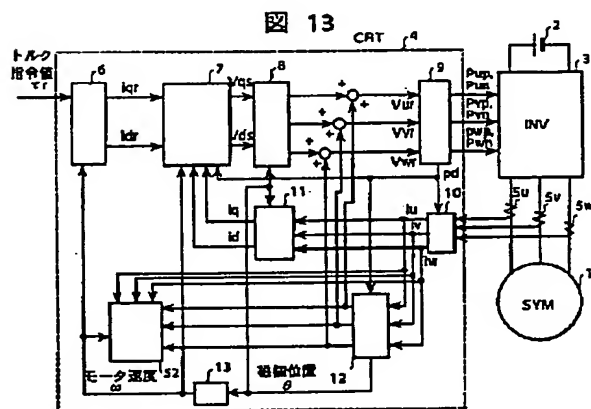
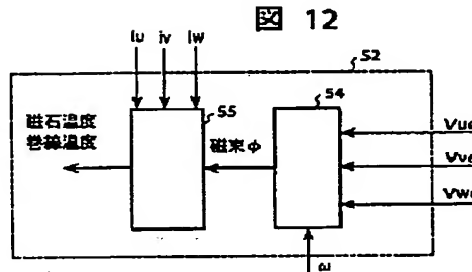
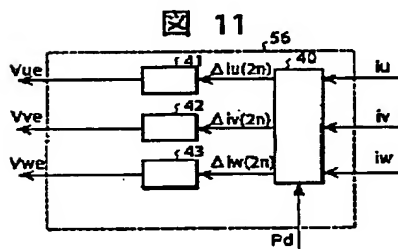
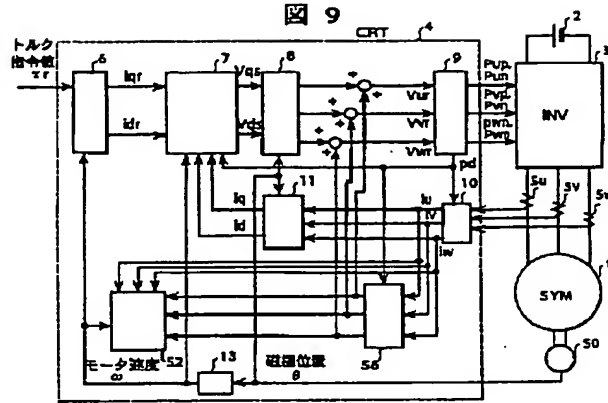
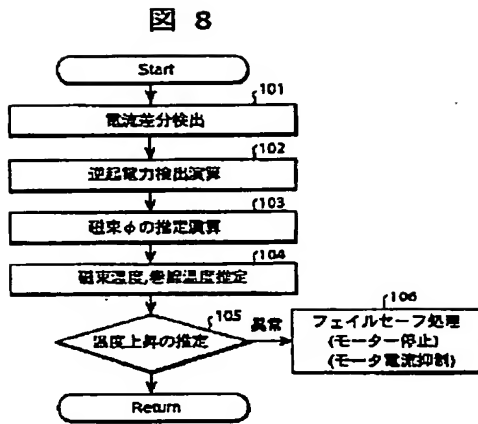


【図 7】



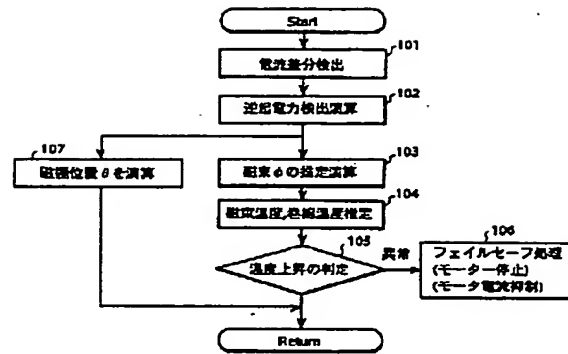
【図 10】





【図 16】

図 16



フロントページの続き

(72)発明者 正木 良三

茨城県日立市大みか町七丁目1番1号 株
式会社日立製作所日立研究所内

Fターム(参考) 5H560 BB04 DA01 DA13 DA15 DB20

DC05 DC12 EB01 JJ06 RR10

SS01 TT07 TT11 TT15 UA01

(72)発明者 小原 三四郎

茨城県ひたちなか市大字高場2520番地 株
式会社日立製作所自動車機器グループ内

XA02 XA12 XA13

5H576 BB03 BB06 CC01 DD02 DD07

EE01 EE11 GG01 GG04 HB01

(72)発明者 本部 光幸

茨城県ひたちなか市大字高場2520番地 株
式会社日立製作所自動車機器グループ内

JJ17 JJ24 LL12 LL22 LL25

LL34 LL41 LL46 MM06